

Lineare Nachrichtensatellitentransponder durch nichtlineare Signalzerlegung

**Inaugural-Dissertation
zur
Erlangung der Doktorwürde
des
Fachbereichs Physik
der Philipps-Universität Marburg/Lahn**

vorgelegt von

**Karl Meinzer
aus Iserlohn, NRW**

Marburg/Lahn 1973

1974

Fotodruck: Erich Mauersberger, Marburg

Lineare Nachrichtensatellitentransponder durch nichtlineare Signalzerlegung

Inaugural-Dissertation
zur
Erlangung der Doktorwürde
des
Fachbereichs Physik
der Philipps-Universität Marburg/Lahn

vorgelegt von

Karl Meinzer
aus Iserlohn, NRW

Marburg/Lahn 1973



Vom Fachbereich Physik der Philipps - Universität
Marburg/Lahn als

Dissertation angenommen am 9. 1. 1974

Tag der mündlichen Prüfung am 3. 2. 1974

Berichterstatter: Prof. Dr. H. Molter

Mitberichterstatter: Prof. Dr. J. Großmann

Zusammenfassung

Für Nachrichtensatelliten, die durch eine große Zahl einfacher Bodenstationen benutzt werden sollen, sind lineare Satellitentransponder wünschenswert.

Die Linearitätsforderung ist jedoch mit konventionellen Sendeverstärkern nur um den Preis eines sehr schlechten Wirkungsgrades zu erfüllen.

Spaltet man das Signalband in einen nur phasenmodulierten Kanal und in die momentanen Amplitudenwerte auf, so kann man im Sendeverstärker durch Remodulation das Signalband zurückgewinnen. Eine Computersimulation des Verfahrens ergab, daß sich der Wirkungsgrad gegenüber üblichen Sendern etwa vervierfachen läßt und daß die systembedingten Verzerrungen bei geeigneter Betriebsparameterwahl gegenüber anderen Effekten eine untergeordnete Rolle spielen.

Die Remodulation des Signalbandes erfordert einen Modulator mit speziellen Eigenschaften. Ein pulsbreitengesteuertes System ist geeignet, wenn ein Zwischenspeicherprozess zur Unterdrückung unerwünschter Störprodukte vorgesehen wird.

Ein nach diesem System arbeitender Transponder wurde aufgebaut und vermessen. Die theoretischen Voraussetzungen bezüglich der Verzerrungen und des Wirkungsgrades konnten bestätigt werden. Linearen Satelliten stehen daher in Zukunft weniger Schwierigkeiten entgegen, zumal eine Flugerprobung die Zweckmäßigkeit dieses Konzepts erwiesen hat.

Abstract

Communication satellites serving a large number of small terminals should preferably contain a linear transponder. But the poor efficiency of conventional linear transmitters often represents a serious obstacle to linear transponders.

By splitting the transponder-baseband into the phasemodulated components and the envelope, the original baseband may be recovered in the transmitter by remodulating the envelope onto the phasemodulated components.

A computer study of this process revealed that the efficiency can be increased by a factor of 4 and that by proper choice of the system parameters the distortion products caused by this process can be neglected in comparison to other effects.

The envelope modulator has to meet some special requirements. A pulseduration system may be used if a sample and hold process is included to suppress spurious responses.

A transponder utilising this process was built and tested.

The theoretical predictions of efficiency and distortion could be confirmed; the system thus represents a practical approach to linear communication satellites.

I N H A L T :

	<u>Seite:</u>
I Einführung: Probleme des Vielfachzugriffs	1
II Die Ursachen des schlechten Wirkungsgrades bei linearen Systemen	4
III Hüllkurvenabspaltung zur Realisierung kollektormodulierter Linearverstärker	9
IV Die Anforderungen an die beiden Kanäle des gespaltenen Signals	11
V PDM zur Lösung des Modulationsproblems	26
VI Der AO-B-Transponder als realisiertes System	36
VII Erweiterungsmöglichkeiten und Grenzen des Verfahrens	43
VIII Alternativen zur Signalsynthese	45
Anhang A: Berechnung der Verzerrungsprodukte im Zweitonfall	52
Anhang B: Die Schaltung des AO-B-Transponders	57
Literatur	60

I. EINFÜHRUNG

Nachrichtensatelliten enthalten als Kernstück einen sogenannten Transponder. Es handelt sich hierbei um ein Gerät, welches Sendungen vom Boden empfängt und nach entsprechender Verstärkung und gegebenenfalls Signalaufbereitung auf einer anderen Frequenz wieder aussendet.

Eines der Kernprobleme bei Nachrichtensatelliten ist die Realisierung eines Systems, das mehreren Benutzern gleichzeitig gestattet, den Satelliten zu benutzen (multiple access, MA).

Prinzipiell gibt es mehrere Verfahren, die dieses Ziel erreichen lassen (1):

1. "Time division multiple access (TDMA)"

Jedem Benutzer wird innerhalb eines Zeitintervalls ein "Zeitfenster" zur Benutzung zugeteilt. An den Satelliten werden keine Amplitudenlinearitätsanforderungen gestellt, wenn die Bodenstationen Winkelmodulation benutzen. Am Boden jedoch sind die Anforderungen sehr hoch, weil alle Benutzer auf das jeweilige Zeitfenster synchronisiert sein müssen (Bruchteile von μs). Trotzdem ist dieses Verfahren das zur Zeit akzeptierte Standardverfahren.

2. "Spread spectrum und pulse adress multiple access (SSMA, PAMA)"

Bei diesem Verfahren bekommt jeder Benutzer einen "orthogonalen" Code zugewiesen der entweder als Winkelmodulation (SSMA) oder als Pulscode (PAMA) übermittelt wird. Die Kodierung und Dekodierung erfordert einen

relativ großen Aufwand, und weil diese Verfahren nur angenähert orthogonal sind, wird bei größeren Benutzerzahlen die gegenseitige Beeinflussung der Kanäle untragbar. Praktisch kommen diese Verfahren nur für militärische Systeme in Frage, wo man auch eine hohe Störsicherheit gegen beabsichtigte Störungen erreichen möchte.

3. "Frequency division multiple access (FDMA)"

Bei diesen Verfahren wird jedem Benutzer ein anderes Frequenzband im Durchlaßbereich eines linearen Transponders zugewiesen. Bei hinreichend großer Dynamik des Systems werden an die Bodenstationen nur sehr geringe Anforderungen gestellt, da weder die Bodensendeleistung koordiniert werden noch das System synchronisiert werden muß. Zusätzlich bietet FDMA den Vorteil, daß die Bodenstationen nicht an bestimmte Modulationsarten oder Datenformate gebunden sind, so daß jeder Benutzer seinen Bedürfnissen entsprechend ein optimales Verfahren wählen kann. FDMA scheint daher besonders in den Fällen ideal, in denen eine große Zahl von Benutzern den Satelliten mehr oder weniger sporadisch und ohne Koordination benutzen will.

Allerdings können sich die Kanäle durch zwei Effekte gegenseitig beeinflussen:

- a. Der Transponder hat nur eine bestimmte Ausgangsleistung, die unter den Benutzern geteilt wird. Die jedem einzelnen Kanal zukommende Leistung hängt also von der Zahl der Gesamtbenutzer ab. Aus statistischen Gründen stört dieser Effekt bei hinreichend vielen Benutzern nicht mehr nennenswert.

- b. Durch Nichtlinearitäten im Transponder entstehen Intermodulationsprodukte. Die Stärke dieser Produkte begrenzt die erzielbare Dynamik.

Die Forderung b.) hat bisher eine Verwendung von FDMA weitgehend verhindert. Beim gegenwärtigen Stand der Technik ist die Forderung nach Linearität gleichbedeutend mit einem sehr schlechten Wirkungsgrad des Transponders (typisch 5 - 10 % mittlerer Wirkungsgrad im UHF/SHF^{*)} Bereich).

Ziel dieser Arbeit ist es, ein Verfahren aufzuzeigen und zu analysieren, das die Linearitätsforderung erfüllt, ohne den Wirkungsgrad gegenüber einem nicht-linearen System wesentlich zu verschlechtern.

*) Ultra High Frequency, Super High Frequency, (300 - 3000 MHz, 3000 - 30000 MHz)

II. Die Ursachen des schlechten Wirkungsgrades bei linearen Systemen

Bei Linearverstärkern, wie sie für FDMA Satelliten-Transponder benötigt werden, gibt es zwei Ursachen für den schlechten Wirkungsgrad üblicher Systeme:

1. Arbeitspunktwahl und Kennlinienlinearität

Durch die Forderung nach Linearität ist man gezwungen, in den Verstärkern Arbeitspunkte zu wählen, die dem Wirkungsgrad abträglich sind. Linearität bedeutet, daß die Verstärkung unabhängig von der Ansteuerung ist, also auch bei kleinen Signalen. Aus diesem Grunde muß man Arbeitspunkte mit Ruhestrom wählen (A oder AB - Betrieb). Annehmbare Wirkungsgrade sind jedoch nur mit kleinen Stromflußwinkeln (Klasse C-Betrieb) zu erzielen (2).

Die heutigen HF - Transistoren zeigen weiterhin bei großer Aussteuerung ein typisches Sättigungsverhalten, welches durch eine Abnahme der Transitfrequenz bei kleinen dynamischen Kollektorspannungen und hohen Strömen hervorgerufen wird. Um im linearen Bereich der Aussteuerungscharakteristik zu bleiben, muß man relativ hohe dynamische Kollektorstromspannungen in Kauf nehmen. Dies bedeutet eine weitere Wirkungsgradverschlechterung. Typische Leistungsverstärker erreichen heute bei den in Frage kommenden Frequenzen Wirkungsgrade von etwa 30 % bei Vollaussteuerung. Dabei erzielt man einen Intermodulationsabstand von etwa -25 dB für Produkte dritter Ordnung.

Bei Wanderwellenröhren liegen die Verhältnisse noch ungünstiger, weil noch ein weiteres Problem auftritt. Wanderwellenröhren haben nämlich die Eigenschaft, Amplitudenmodulationsanteile eines Signals teilweise in Phasenmodulation umzuwandeln. Die hierdurch entstehenden Verzerrungsprodukte begrenzen die erreichbare Dynamik.

2. Die Aussteuerungsabhängigkeit des Wirkungsgrades

Diese Eigenschaft ist typisch für alle Linearverstärker. Bei Teilansteuerung wird nur ein Teil der Arbeitsgeraden des Verstärkers durchfahren. Infolgedessen wird die dynamische Restspannung bei Teilaussteuerung ansteigen. Näherungsweise ist die Stromaufnahme proportional zur Aussteuerung. Da die Betriebsspannung des Verstärkers konstant ist, ist auch die Leistungsaufnahme proportional zur Aussteuerung. Da die Ausgangsspannung auch proportional zur Aussteuerung ist (Linearität), ist die Ausgangsleistung infolgedessen eine quadratische Funktion der Aussteuerung, (konstanter Abschlußwiderstand).

$$P_{in} \approx \alpha I_{cmax} \cdot U_B = \\ = \alpha P_{inmax}$$

$$P_{out} = \alpha^2 P_{outmax}$$

$$\eta \approx \alpha \frac{P_{outmax}}{P_{inmax}}$$

$$P_{in} = \text{Eingangsleistung}$$

$$I_c = \text{Kollektrogleichstrom}$$

$$U_B = \text{Betriebsspannung}$$

$$\alpha = \text{Ansteuerung, } \alpha = 0 \dots 1$$

1.)

Bei einem Satellitentransponder bewegt sich die mittlere Aussteuerung zwischen etwa -6 und -16 dB unter Vollaussteuerung (14). Dieses Verhältnis ist nötig, um Spitzenaussteuerungen unverzerrt verstärken zu können; das Problem ist analog zu den Aussteuerungseinschränkungen in der Trägerfrequenztelefonie, und die dort gesammelten Erfahrungswerte sind direkt anwendbar.

Bei einem Vollaussteuerungswirkungsgrad von 30 % kann man also nach 1.) nur einen mittleren Wirkungsgrad von 5 bis 15 % erwarten.

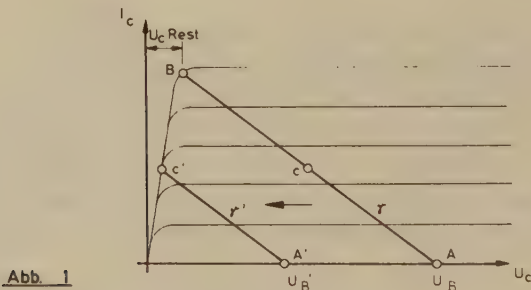
Dies bedeutet, daß sich lineare Systeme in Bezug auf den Stromverbrauch sehr unwirtschaftlich verhalten.

Bei Satelliten trifft dies doppelt hart, weil nicht nur die Bereitstellung der elektrischen Energie erheblichen Aufwand verursacht, sondern auch die Beseitigung der Verlustwärme.

Von den Wirkungsgradmindernden Faktoren ist der zweite der unangenehmere. Es soll zuerst seine Lösung diskutiert werden.

Betrachtet man die Arbeitsgerade in einem typischen Transistor Kennlinienfeld (Abb. 1), so wird die Arbeitsgerade bei Vollaussteuerung im AB-Betrieb von A nach B durchlaufen.

Die Kollektorruhestspannung im Punkt B ist klein, der Wirkungsgrad relativ hoch. Bei Teilaussteuerung (über A nach C), ist aber die Kollektorruhestspannung in C groß, die Ursache des geringen Wirkungsgrades.



Offensichtlich kann man den Wirkungsgrad verbessern, indem man bei Teilaussteuerung die Betriebsspannung absenkt. Dies bedeutet eine Parallelverschiebung der Arbeitsgeraden von AC nach A' C'. Die Länge der Arbeitsgeraden ist gleich geblieben, die Ausgangsleistung hat sich also nicht geändert. Wie man leicht aus der Geometrie der Abb. 1 sieht, ist die dynamische Kollektorbetriebsspannung:

$$U_g' = \alpha U_B \quad 2/$$

Die Eingangsleistung wird damit

$$P_{in}' \approx \underbrace{\alpha U_B}_{U_g'} \cdot \alpha \eta_{c_{max}} = \alpha^2 P_{in_{max}} \quad 3/$$

Damit wird der Wirkungsgrad unabhängig von α ,
(1. und 3.)

$$\eta' = \frac{P_{out_{max}}}{P_{in_{max}}}$$

Indem man also die Kollektorbetriebsspannung proportional zur Aussteuerung "moduliert", läßt sich die Aussteuerungsabhängigkeit des Wirkungsgrades, eine Hauptursache des schlechten Gesamtwirkungsgrades, beseitigen. Allerdings sind

nach wie vor die Einschränkungen hinsichtlich des Arbeitspunktes bei Linearverstärkern vorhanden.

Wollte man diese auch beseitigen, so müßte man den Verstärker mit einer konstanten Amplitude ansteuern. Dies ist tatsächlich möglich und führt zum Konzept der Signalzerlegung.

III. Hüllkurvenabspaltung zur Realisierung kollektor-modulierter Linearverstärker

In einem Satellitentransponder hat man ein Band vorgegebener Bandbreite B und der Mittenfrequenz ω_M zu verstärken. Dieses Band läßt sich durch folgenden Ausdruck beschreiben:

$$f(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=1}^n f_i(t) e^{i \omega_i t} \right\} ; \quad \begin{array}{l} (\omega_M - B\pi) < \omega_i < (\omega_M + B\pi) \\ \omega_M \gg 2\pi B \end{array}$$

i = Benutzerindex

$f_i(t)$ = komplexe Amplituden- und Phasenfunktion des Benutzers i auf der Frequenz ω_i

$f(t)$ = Zeitfunktion des Basisbandes.

Die obige Summe ist eine komplexe Funktion der Zeit, die sich formal auch schreiben läßt als:

$$\sum_{i=1}^n f_i(t) e^{i \omega_i t} = f_H(t) e^{i \omega_c t}$$

Zweckmäßigerweise wählt man ω_c ($\omega_c \approx \omega_M$) so,

daß für ein gegebenes Zeitintervall $t_2 - t_1 \gg \frac{1}{B}$ gilt:

$$\int_{t_1}^{t_2} \arg f_H(t) dt \approx 0$$

Unter dieser Voraussetzung hat ω_c die Bedeutung der mittleren Frequenz des Basisbandes; die Amplituden- und Phasenschwankungen sind in $f_H(t)$ enthalten. Trennt man die Phasenschwankungen auch noch ab, erhält man:

$$\sum_{i=1}^n f_i(t) e^{i \omega_i t} = \underbrace{\left| f_H(t) \right|}_{1.} \underbrace{e^{i \arg f_H(t)}}_{2.} \cdot \underbrace{e^{i \omega_c t}}_{3.}$$

Der Term 1. beschreibt das Amplitudenverhalten des Basisbandes und wird im folgenden als Hüllkurve bezeichnet. Term 2. stellt die Phasenmodulation des "Trägers" ω_c dar; Terme 2. und 3. sind die Phaseninformation des Basisbandes.

Technisch erhält man die Hüllkurve durch normale Amplitudendemodulation. Die Phaseninformation erhält man durch Begrenzung des Signalbandes. Nach getrennter Verstärkung der Hüllkurve und der Phaseninformation moduliert man in dem Endverstärker die Hüllkurve mit einer Kollektorspannungsmodulation wieder auf (Produktbildung). Man erhält so das ursprüngliche Signalband zurück. Da die Kollektorspannung proportional zur Aussteuerung (Hüllkurve) ist, nimmt der Wirkungsgrad bei Teilaussteuerung nicht ab. Weiterhin kann man den Verstärker im C-Betrieb mit entsprechend hohem Wirkungsgrad betreiben, da die Phaseninformation keine Amplitudenlinearität erfordert.

Ursprünglich ist dieses Verfahren (3,4) in der Anfangszeit der Einseitenbandtechnik zur Umrüstung von amplitudenmodulierten Sendern vorgeschlagen worden. Aus Gründen, die im Kapitel IV erläutert werden, haften dem Verfahren allerdings gerade für diese Anwendung erhebliche Mängel an. Die Technik konnte sich daher nicht durchsetzen und ist wieder in Vergessenheit geraten. Im Gegensatz zur Einseitenbandtechnik muß im Satelliten eine relativ große Bandbreite übertragen werden. Im Kapitel IV soll daher näher untersucht werden, welche Anforderungen sich daraus an den Modulator und an den phasenmodulierten Kanal ergeben. Da die Wirkungsgraderhöhung durch eine dynamische Absenkung der Kollektorspannung erfolgt, muß man ein Modulationsverfahren schaffen, in dem die Spannungsdifferenz zwischen U_B und U_R , nicht in irgend einer Form an einem Widerstand abfällt. Man würde sonst im Modulator den Leistungsgewinn aus dem hohen Wirkungsgrad des Verfahrens wieder verlieren. Im Kapitel V wird ein System entwickelt, das diese Bedingungen erfüllt.

IV. Die Anforderungen an die beiden Kanäle des gespaltenen Signals

Um den Einfluß des Zerlegungsverfahrens auf das rekombinierte Signalband zu untersuchen, muß man zuerst eine Beschreibung des Signalbandes finden. Im Satelliten wird die Bandbreite des Transponders unter den verschiedenen Benutzern aufgeteilt. In der Regel werden die Benutzer Signale haben, die statistisch voneinander unabhängig sind (Abb. 2).

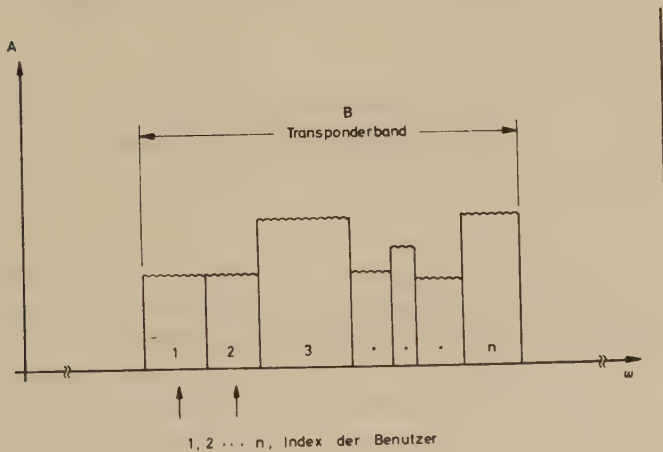


Abb. 2

Bei einer großen Zahl von Benutzern wird daher die Korrelation innerhalb der Benutzerkanäle nicht mehr sehr die Statistik beeinflussen. Das Signalband hat daher etwa die Struktur weißen Rauschens innerhalb der Bandbreite des Transponderkanals.

In diesem Modell soll zuerst die Hüllkurve untersucht werden.

Der Transponder hat ein Durchlaßband mit der Bandbreite B . Dieses Durchlaßband denkt man sich zerlegt in sehr schmale Intervalle $d\omega$ mit der spektralen Energiedichte $g(\omega)$. Geht man von einem weißen Rauschspektrum aus, so ist g definitionsgemäß konstant im Durchlaßbereich und sonst = 0.

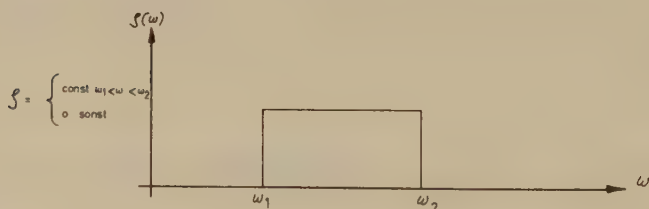


Abb. 3

Ferner gilt

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} g(\omega) d\omega = P_{\text{rech}} = g \cdot 2\pi B, \quad \text{mit } B = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2\pi} \quad 5.$$

Interessiert man sich für die Hüllkurvenenergiedichte einer bestimmten Frequenz $g_H(\omega)$, so betrachte man zuerst zwei $d\omega$, deren Abstand ω_H beträgt. Die Demodulation dieser beiden Anteile erzeugt einen Beitrag zu $g_H(\omega)$, den Gesamtbeitrag erhält man durch Integration über alle möglichen ω_c , die Beiträge zu $g_H(\omega)$ liefern können.

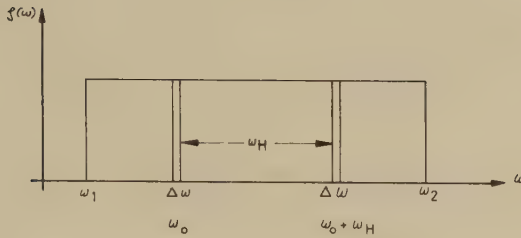


Abb. 4

Wieder weißes Rauschen angenommen, folgt für ξ_H :

$$\xi_H(\omega_H) = \eta_{dem} \int_{\omega_1}^{\omega_2 - \omega_H} f(\omega) d\omega = \eta_{dem} \cdot f \cdot (2\pi B - \omega_H) \quad 6.$$

η_{dem} = Demodulationswirkungsgrad

Weil die Rauschanteile nicht korreliert sind, rechnet man mit Spektralenergien. Üblicherweise wird jedoch die spektrale Amplitude (Spannung) betrachtet, die man aus 6. erhält:

$$S(\omega) \cong \sqrt{2\pi B - \omega_H} \quad 7.$$

Diese Formel gilt nur näherungsweise, da implizit angenommen wurde, daß die Demodulation linear erfolgt. Zur Gültigkeit muß man voraussetzen, daß die Summe der anderen Spektralkomponenten eine Amplitude haben, die groß gegenüber der Komponente f_H ist. Nur dann ist die Demodulation als hinreichend linear anzusehen. Messungen an praktischen Systemen haben jedoch die Formel gut bestätigt; die Spektralfunktion hat etwa den Verlauf der Abb. 5.

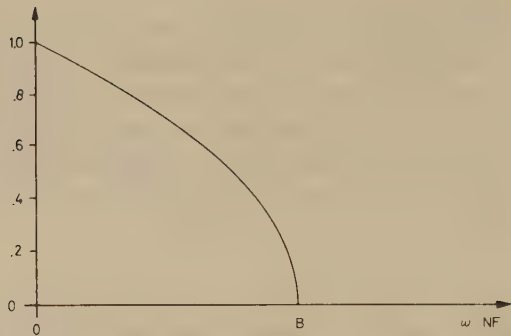


Abb. 5

Man sieht, daß die spektrale Energiedichte zu hohen Frequenzen hin abnimmt und oberhalb B gegen Null geht. Man könnte daraus schließen, daß für den Hüllkurvenkanal die Bandbreite B ausreichend ist. Man kann aber einen anderen Fall konstruieren.

Geht man davon aus, daß an den jeweiligen Durchlaßgrenzen des Transponderbandes eine Spektrallinie vorhanden ist, erhält man den aus der Einseitenbandtechnik geläufigen "Zweitontest". Die Hüllkurve kommt durch Rotation zweier gleichlanger Vektoren mit dem Frequenzunterschied $\omega_2 - \omega_1$ zustande.

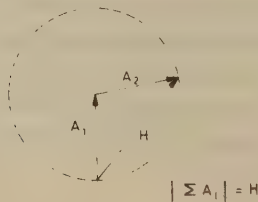
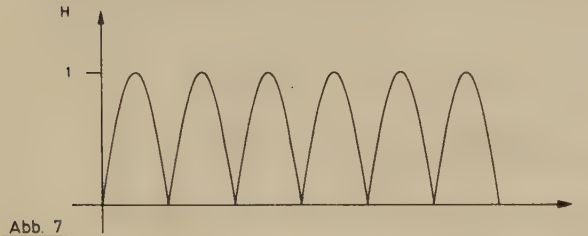


Abb. 6

$$H(t) = A \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\pi B t}$$

8.



Mit der in der Nachrichtentechnik üblichen Näherungsannahme einer unendlichen Dauer des Vorganges läßt sich diese Funktion in eine Fourierreihe entwickeln, die Aufschluß über die Spektralanteile von $H(t)$ liefert:

$$H(t) = A \frac{4}{\pi} \left[\frac{1}{2} + \frac{\cos(2\pi B)t}{2^2 - 1} - \frac{\cos 2(2\pi B)t}{4^2 - 1} + \frac{\cos 3(2\pi B)t}{6^2 - 1} - , + , \dots \right] \quad 9.$$

Man sieht, daß bei diesem Spektrum Komponenten vorhanden sind, die noch bei vielfachen von B nennenswerte Amplitudenanteile haben.

Dieser Zweitonfall stellt also höhere Anforderungen als das realistischere Rauschmodell. Da ein solcher Extremfall jedoch in der Praxis nicht ganz auszuschließen ist, und der Zweitonfall analytisch besser zugänglich ist, wird er bei den folgenden Betrachtungen zugrundegelegt. Die Ergebnisse sind aber immer unter dem Vorbehalt zu interpretieren, daß die realen Anforderungen an das System geringer sind, als in diesem

Spezialfall. Tatsächlich wird man also Intermodulationsabstände erreichen, die etwa 10 dB günstiger sind, als der Zweitonfall voraussagt. Es läßt sich zeigen, daß der Zweitonfall der extremst mögliche Fall ist; bei mehr Komponenten verschwinden die Glieder höherer Ordnung in der Hüllkurve immer schneller.

Die Spektren im Zweitonfall

Für die Hüllkurve dieses Falles wurde bereits das Spektrum angegeben (9.).

Zur Ableitung des Phasenanteils geht man vom Zweitonsignal im Amplitudenbild aus. Die Superposition der beiden Vektoren ergibt einen Amplitudenverlauf und einen Phasenverlauf gemäß der Abb. 8. Die Phase ist dabei auf die Frequenz $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ bezogen (die Mittenfrequenz).

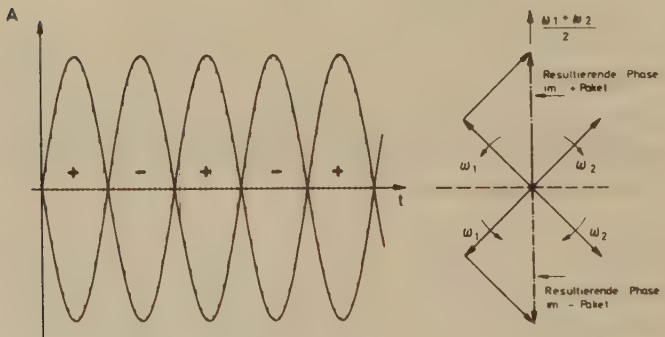


Abb. 8

Die Phase alterniert von "Paket" zu "Paket".
Durch Begrenzung dieses Signals erhält man
folgenden Amplitudenverlauf:



Abb. 9

Man erhält also ein in der Phase ungetastetes
Signal. Durch Superposition einer Rechteck
modulierten Schwingung positiver Phase und
einer um eine halbe B-Periode zeitlich verscho-
benen negativen Phase erhält man das Phasenspektrum:

$$P(t) \triangleq \cos\left(\omega_p \pm \frac{\omega_2 - \omega_1}{2}t\right) - \frac{1}{3} \cos\left(\omega_p \pm \frac{3(\omega_2 - \omega_1)}{2}t\right) + \\ + \frac{1}{5} \cos\left(\omega_p \pm \frac{5(\omega_2 - \omega_1)}{2}t\right) - + \dots$$

$$\text{mit } \omega_p = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2}$$

10.

In (4.) ist der Einfluß einer Beschränkung der Band-
breite des Hüllkurvenkanals untersucht worden.
Man sieht jedoch aus (10.), daß beim Phasenspektrum
die Komponenten nur linear mit der Frequenz abnehmen,
während sie bei der Hüllkurve angenähert quadratisch
abnehmen. Bei größeren Bandbreiten sind Probleme daher

hauptsächlich im Phasenkanal zu erwarten. Weiterhin wird es unvermeidlich sein, daß Laufzeitdifferenzen zwischen Hüllkurvenkanal und Phasenkanal auftreten.

Zur Untersuchung der verschiedenen Einflüsse, die im realen System auftreten, wurde ein Programm für den Rechner HP 9100 B zur Berechnung der entstehenden Intermodulationsprodukte geschaffen. Nähere Einzelheiten dieser Rechnungen sind im Anhang A dargestellt. Den Rechnungen liegt folgendes Modell zugrunde:

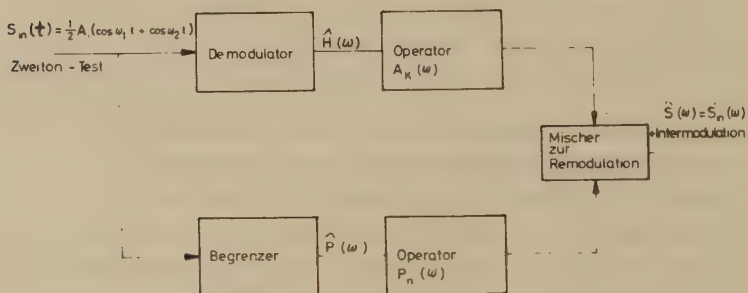


Abb. 10

Für den Amplitudenkanal wurden folgende Operatoren konstruiert:

1. Abrupte Begrenzung des Frequenzspektrums
2. Graduelle Begrenzung des Frequenzspektrums
(1 und 2 RC Tiefpassglieder)
3. feste positive und negative Laufzeit.

Für den Phasenkanal wurden analog konstruiert:

1. Abrupte Bandbreitenbeschränkung
2. Graduelle Bandbreitenbeschränkung (ein oder mehrere Schwingkreise)
3. Laufzeiten.

Diese Operatoren konnten beliebig variiert und kombiniert werden.

Zuerst zur abrupten Frequenzbandbeschneidung des Hüllkurvenkanals.

Dieser Fall wurde bereits in (4.) untersucht. Für die Größenordnung der Verzerrungsprodukte niedriger Ordnung wurden nahezu identische Werte gefunden. (Kleinere Abweichungen liegen in der großen Zahl der hier mitberücksichtigten Glieder begründet). Zusätzlich findet man, daß durch die abrupte Begrenzung des Modulationsfrequenzganges eine Konvergenzstörung erzeugt wird, die beim Glied $2B_H + 1$ -ter Ordnung ihr Maximum hat. Eine Erhöhung der Modulationsbandbreite schiebt diese Störung zur höheren Ordnung. Die absolute Stärke dieser Intermodulationsprodukte liegt etwa 25 dB unter den Verzerrungsprodukten des phasenmodulierten Kanals alleine.

Für den Intermodulationsabstand von mehr als 40 dB hätte man $B_H > 4 B$ zu wählen.

- P-Kanal unbeschränkt
B Hüllkurve beschränkt (Parameter)

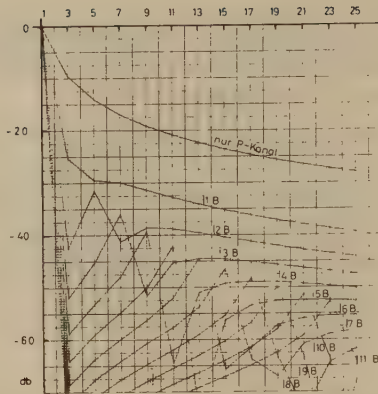


Abb. 11

Abzisse: Ordnungszahl des Verzerrungsprodukts

Ordinate: Verzerrungsabstand (die Punkte benachbarter

Verzerrungsprodukte sind der Übersichtlichkeit halber miteinander verbunden.)

Abrupte Bandbreitenbeschränkung des phasenmodulierten Kanals.

Eine solche Beschränkung führt ebenso wie beim Hüllkurvenkanal zu einer Konvergenzstörung. Sie hat ihr Maximum bei der $B_p + 2$ -ten Ordnung und liegt absolut nur 7 dB unter dem entsprechenden Produkt des unmodulierten Phasenkanals. Zur Erzielung eines Intermodulationsabstandes von 40 dB ist eine Bandbreite von mindestens 50 B erforderlich. Diese ist in praktischen Systemen kaum zu realisieren.

Hüllkurve : 15 B
P - Kanal : beschränkt (Parameter)

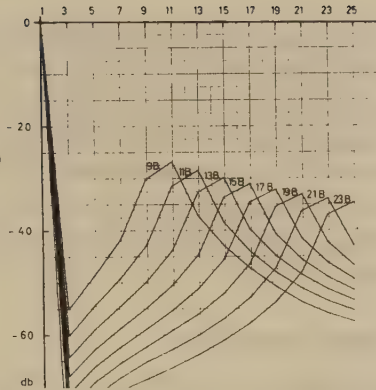


Abb. 12

Andererseits besteht kein zwingender Grund zur abrupten Bandbreitenbeschränkung.

Graduelle Bandbreitenbeschränkung im Phasenkanal.

Es wurde eine Bandbreitenbegrenzung durch einen simulierten Schwingkreis im Phasenkanal untersucht.

Hüllkurve 15 B,
P - Kanal unbeschränkt

Parameter 1 Schwingkreis in P
mit Bandbreite B_S

keine Laufzeitkorrektur

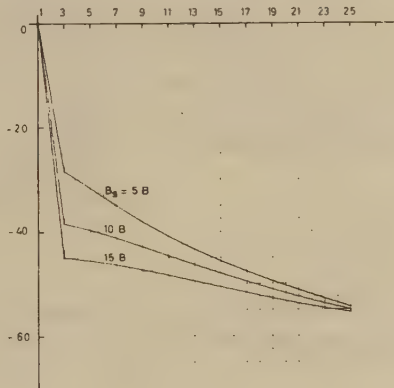


Abb. 13

Man sieht, daß die Intermodulationsprodukte höherer Ordnung monoton abfallen und bei sehr hohen Ordnungen kaum noch eine Funktion von B_p sind. Dieses Verhalten ist wesentlich angenehmer als das bei einer abrupten Beschränkung der Bandbreite und daher in einem technischen System anzustreben. Für 40 dB Intermodulationsabstand braucht man B_p annähernd 10 B.

Laufzeitkorrektur

Durch den simulierten Schwingkreis wird eine Laufzeitverzögerung des phasenmodulierten Kanals erzeugt. Kompensiert man diese Laufzeit im Hüllkurvenkanal, ändern sich die Verzerrungsprodukte wie folgt:

HK = 15 B

1 Schwingkreis $B_s = 5$ B

Parameter : Laufzeitkompensation

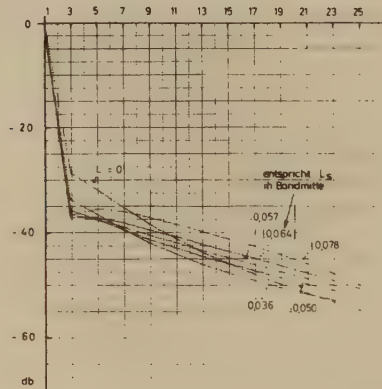


Abb. 14

Die Kompensation verschlechtert etwas den Abfall bei höheren Ordnungen zugunsten einer spürbarer Ver-

besserung bei den Verzerrungen niederer Ordnung.
Ein Kompromiß existiert bei etwa 80 %-iger Kompen-
sation der Laufzeit des Schwingkreises in Band-
mitte. Man erreicht bei nur $5 B = B_p$ nahezu -40 dB
Intermodulationsabstand.

In diesem Zusammenhang ist es interessant, den
Einfluß eines Laufzeitfehlers ohne weitere Ein-
flüsse zu studieren.

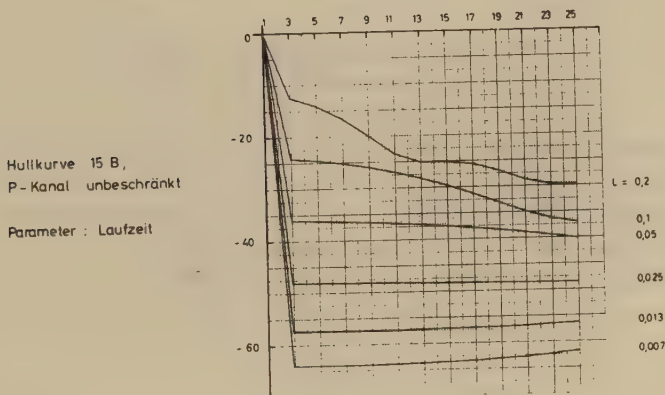


Abb. 15

Man sieht, daß ein Fehler von $L = 0,05$ gerade noch
akzeptabel ist. Dies entspricht einer Phasendrehung
von 10° bei $\frac{\omega_p - \omega_r}{2\pi} = B$.

Durch die Verbesserung der Konvergenz bei gradueller Bandbreitenbeschränkung im phasenmodulierten Kanal lag es nahe, dasselbe Verfahren im Hüllkurvenkanal zu probieren. Eine Optimierungsstudie ergab folgende Dimensionierungswerte für die geplante Anwendung: Die Hüllkurve wird auf 3 B abrupt beschränkt. Im Hüllkurvenkanal wird zusätzlich ein Tiefpass mit $f_d = 2,25$ B vorgesehen und im Phasenkanal werden zwei Schwingkreise mit je 10 B eingefügt. Man kommt so auf ein technisch realisierbares Konzept, bei dem alle Verzerrungsprodukte besser als 45 dB unterdrückt sind (bei einer Laufzeitkompensation von 0,007).

Hüllkurve: 3 B abrupt
+ 1 Schwingkreis mit $k_g = 4,5$
P-Kanal: 2 Schwingkreise à 10 B
L = Parameter

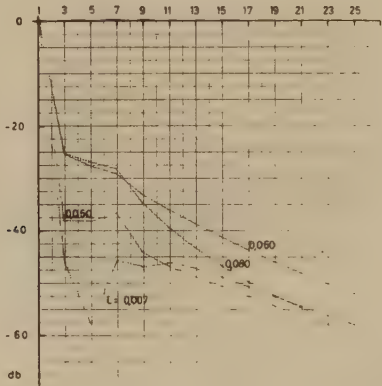


Abb. 16

Das Gesamtverhalten mit diesen Parametern ist wesentlich besser, als man aufgrund der Abschätzung aus (4) bei der geringen Bandbreite erwarten würde. In der Tat wird bei diesen Werten der Gesamtintermodulationsabstand nicht durch das Verfahren selbst begrenzt, sondern nur durch die Nichtlinearitäten der Modulationskennlinie im Sender.

Zu den oben gefundenen Dimensionierungsregeln kommt noch ein weiterer Punkt. Der Frequenzabstand der Zweitonkomponenten kann beliebig variieren und somit auch beliebig klein werden. Deshalb kann der Modulator keine untere Grenzfrequenz haben (Gleichstromverstärker). Dies erklärt, warum sich das Verfahren zur Umstellung von amplitudenmodulierten Sendern auf Einseitenbandbetrieb nicht hat durchsetzen können. Die fast ausschließlich bei amplitudenmodulierten Sendern vorhandenen Modulationstransformatoren lassen keine Gleichstromkopplung zu und bringen zudem unübersehbare Phasendrehungen (Laufzeitfehler). Die hieraus resultierenden Korrekturmaßnahmen sind extrem kritisch und aufwendig. Man muß deshalb ein anderes Modulationsverfahren suchen, das den Erfordernissen des Zerlegungsverfahrens besser gerecht wird.

V. PDM zur Lösung des Modulationsproblems

Üblicherweise wird bei amplitudenmodulierten Sendern die modulierende Niederfrequenz durch einen Transformator eingekoppelt (Abb. 17).

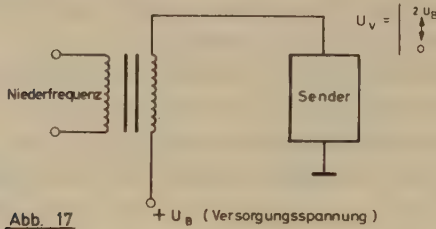


Abb. 17

Wie im vorigen Kapitel gezeigt wurde, ist dieses Verfahren jedoch nicht für die Aufmodulation der Hüllkurve geeignet.

Erstrebenswert ist ein Modulationsverfahren, das die Modulation transformatorlos erreicht. Dazu betrachte man folgende Schaltung:

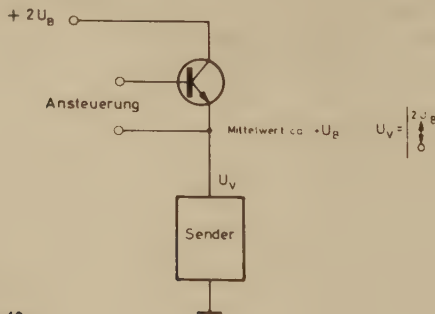


Abb. 18

Der Arbeitspunkt des Transistors sei so eingestellt, daß im Mittel (Aussteuerung ~ 6 dB) am Sender wieder $+ U_B$ ansteht. Die Schaltung gestattet dann genauso, wie die Transformatorschaltung, die Senderversorgungsspannung zwischen 0 und $+ 2 U_B$ zu regeln; eine untere Grenzfrequenz existiert nicht. Leider hat die Schaltung nach Abb. 18 einen schlechten Wirkungsgrad, da in dem Transistor die Spannung U_B abfällt, das heißt, in dem Transistor wird die Hälfte der Sendereingangsleistung in Wärme umgesetzt.

Für das Signalzerlegungsverfahren bedeutet dies, daß man in dem Transistor genau wieder die Leistung verliert, die man durch Absenken der Betriebsspannung bei Teilaussteuerung in der Endstufe gewonnen hat. Hierdurch wird klar, daß ein resistiver Modulator einen hohen Wirkungsgrad ausschließt.

Aus anderen Bereichen der Technik sind jedoch Verfahren bekannt, die es mit hohem Wirkungsgrad gestatten, Spannungen zu regeln (z. B. Phasenschnittssteuerungen).

Grundgedanke bei all diesen Verfahren ist es, einen verlustarmen Schalter mit einem integrierenden Element zu kombinieren. Durch Variation der Einschaltdauer zur Ausschaltdauer gelingt es, Leistungen nahezu verlustlos zu regeln.

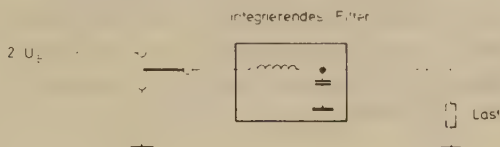


Abb 19

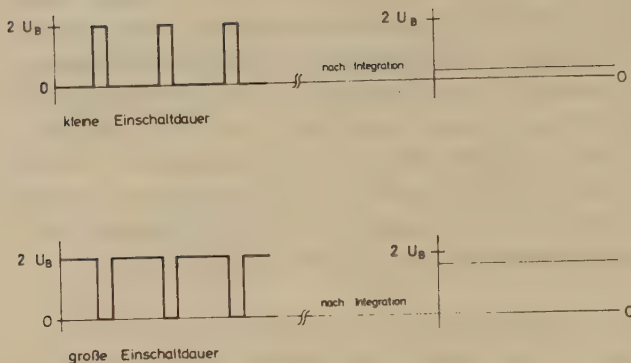


Abb. 20

Zur Modulation eines Senders müssen auch die höchsten Frequenzen der Hüllkurve übertragen werden können. Nach dem Abtasttheorem sollte man vermuten, daß man mit einer Schaltfrequenz auskommt, die etwas höher als die doppelte höchste Modulationsfrequenz ist.

Leider reicht dies jedoch aus zwei Gründen nicht:

1. Will man den Aufwand für das Integrationsfilter in vertretbaren Grenzen halten, gibt es zwischen Durchlaß- und Sperrbereich einen nicht nutzbaren Bereich. Da an das Filter noch Forderungen im Hinblick auf Laufzeithomogenität zu stellen sind, ist ein Kompromiß zwischen Aufwand, Laufzeitverzerrung und Frequenzgang erforderlich.

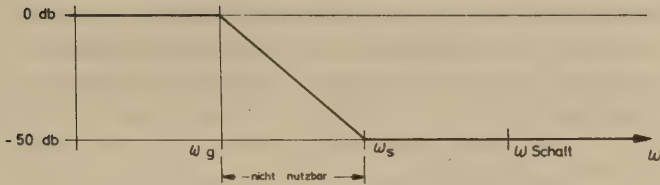


Abb. 21

Unter diesen Aspekten wurde für eine weiter unten geschilderte Anwendung ein elliptisches Filter ausgewählt, dessen nicht nutzbarer Bereich etwa so breit wie der Durchlaßbereich ist. Will man erreichen, daß die Seitenbänder der Schaltfrequenz nicht in diesen nicht nutzbaren Bereich fallen, muß man die Schaltfrequenz mindestens $3\omega_g$ wählen.

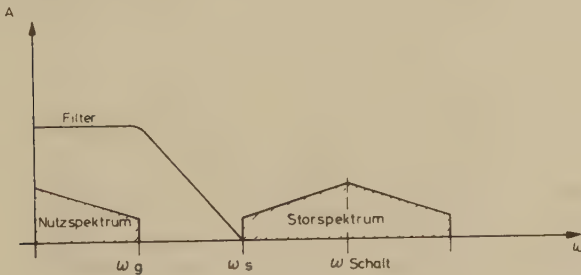


Abb. 22

2. Der zweite Grund für eine höhere erforderliche Schaltfrequenz ist etwas subtiler:
Das in der Pulsbreite modulierte Signal wird erzeugt, indem man eine dreieckförmige Schwin-
gung auf der Schaltfrequenz gegen die Hüllkurve
vergleicht.

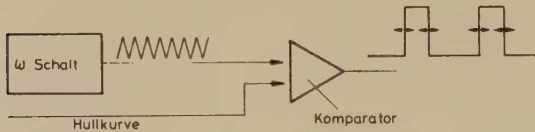


Abb. 23

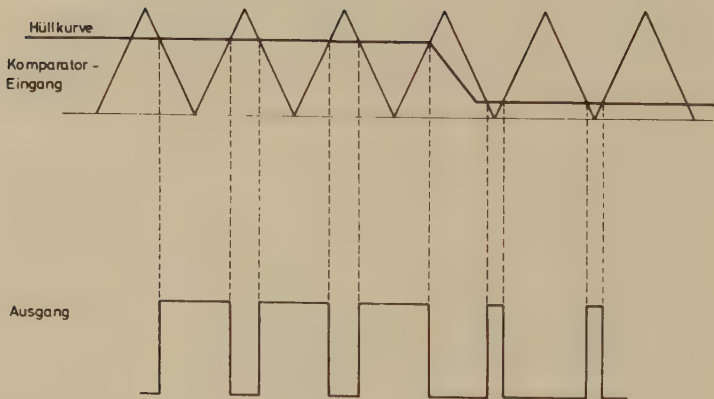


Abb. 24

Wird eine solche Anordnung mit einem Signal gespeist, das Frequenzanteile enthält, welche in der Größenordnung der Schaltfrequenz liegen, so ist die Änderung der Hüllkurvenspannung während der Einschaltdauer des Modulators nicht mehr zu vernachlässigen. Die Folge davon ist, daß der zeitliche Mittelpunkt der Einschaltdauer variiert oder mit anderen Worten, die Schaltfrequenz hat nicht nur amplitudenmodulierte Terme, sondern auch phasenmodulierte. Dies hat zur Folge, daß nicht nur Seitenbänder erster Ordnung entstehen, sondern durch die charakteristischen Besselfunktionen der Phasenmodulation auch Terme höherer Ordnungen. Diese höheren Ordnungen fallen aber in den Durchlaßbereich des Filters und erzeugen somit Störfrequenzen am Modulatorausgang.

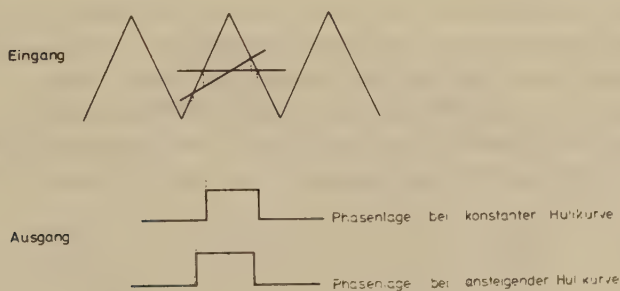


Abb 25

Dieser Effekt schließt auch eine sägezahnförmige Spannung statt der dreieckigen Spannung zur Abtastung aus. Diese zusätzliche Phasenmodulation des Signals macht es erforderlich, etwa die 5 - 6 fache Grenzfrequenz des Modulators als Schaltfrequenz zu benutzen (für 40 dB Störabstand).

Dies ist für schmalbandige Sender (z. B. Einseitenbandsender) kein Problem. Satellitentransponder haben in der Regel jedoch so hohe Bandbreiten, daß Schaltfrequenzen im MHz-Bereich nötig werden. Die Realisierung so hoher Schaltfrequenzen bereitet aber erhebliche technische Schwierigkeiten.

Es wurde daher eine Lösung gesucht und gefunden, die diese Schwierigkeit beseitigt.

Die Phasenmodulation kommt dadurch zustande, daß die Hüllkurve ihren Wert während der Abtastdauer durch das Dreieck ändert. Es wurde daher eine Schaltung vorgesehen, die den Hüllkurvenwert zum Zeitpunkt der unteren Spitze des Dreiecks abfragt und bis zur nächsten Spitze speichert.

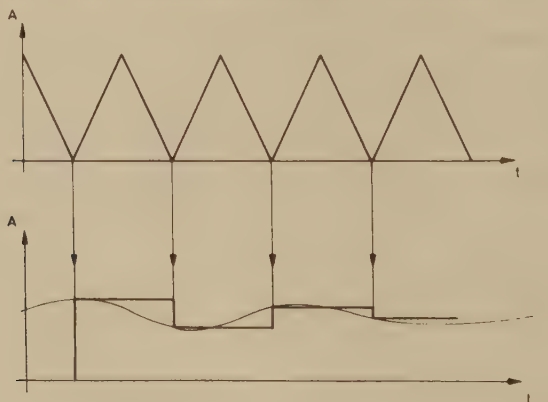


Abb. 26

Die entstehenden Frequenzen dieses "Sample and hold" Verfahrens sind um Vielfache der Schaltfrequenz gruppiert (5.). Die Oberwellen der Hüllkurve selbst haben so geringe Amplitudenwerte, daß sich für das Gesamtverfahren eine wesentliche Verbesserung der Störfreiheit ergibt.

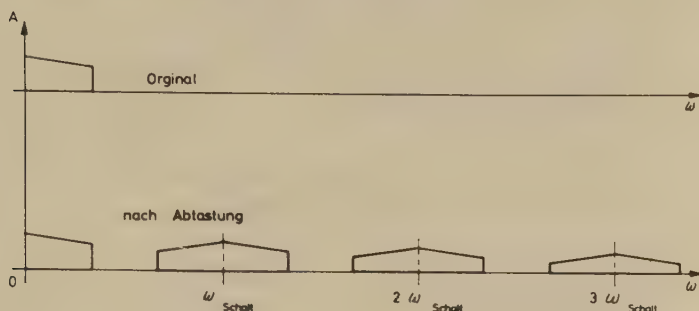


Abb. 27

Die Abtastung dieser modifizierten Hüllkurve vermeidet die Phasenmodulation, stellt jedoch eine Signalverzögerung von $\frac{1}{2 f_{Schalt}}$ dar, die bei der Laufzeitkompensation des Phasenkanals zusätzlich berücksichtigt werden muß und auch sonst Probleme bringt (siehe Kapitel VII, Formel 11 und 12).

Versuche haben ergeben, daß man in dieser Anordnung mit der dreifachen Modulationsfrequenz als Schaltfrequenz auskommt, wenn die hohen Frequenzen keinen zu hohen Energieinhalt haben. Diese Bedingung ist glücklicherweise aufgrund

der Natur des Hüllkurvenspektrums erfüllt.

Alle hiermit zusammenhängenden Fragen wurden in einem Versuchsaufbau experimentell geklärt, da eine Berechnung zu viele Imponderabilien enthält. Eine Reihe anderer Effekte wirken noch zusätzlich störend, insbesondere:

1. Der unterschiedliche Innenwiderstand des Modulatorschalters im ein- und ausgeschalteten Zustand.
2. Eine vom Strom abhängige Ausschaltverzögerung des Schalttransistors.
3. Unterschiedliche Ein- und Ausschaltflankendauer durch die Stromänderung in der Integrationsinduktivität während der Einschaltdauer.

Die Versuche haben ergeben, daß ein Modulator für eine Transponderbandbreite von 50 KHz (150 KHz Modulatorgrenzfrequenz) eine Schaltfrequenz von 450 KHz benötigt. Die entstehenden Störprodukte sind dann mehr als 40 dB unterdrückt, wenn die Aussteuerung von 0 - 50 KHz $< 100\%$ ist, von 50 - 100 KHz $< 20\%$ und von 100 - 150 KHz $< 11\%$ ist. Dies entspricht dem natürlichen Abfall der Hüllkurvenanteile.

Bei noch höheren Bandbreiten ist es wahrscheinlich zweckmäßig, einen zweiten Verstärkerkanal vorzusehen, der die Frequenzanteile der Hüllkurve oberhalb der höchsten Grundwelle verarbeitet. Nach separater Verstärkung der beiden Frequenz-

anteile werden die Ausgänge kombiniert. Wegen der geringen Energieanteile der Oberwellen beeinflusst dieser Hilfsverstärker die Gesamtenergiebilanz nicht wesentlich.

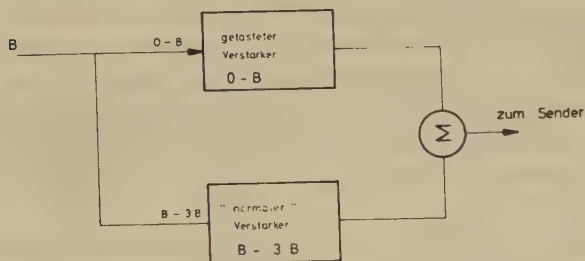


Abb 28

Zusätzlich ergibt sich durch diese Anordnung der Vorteil, daß die sehr hohe mögliche Grenzfrequenz des Modulators die Gruppenlaufzeitkompensation wesentlich vereinfacht.

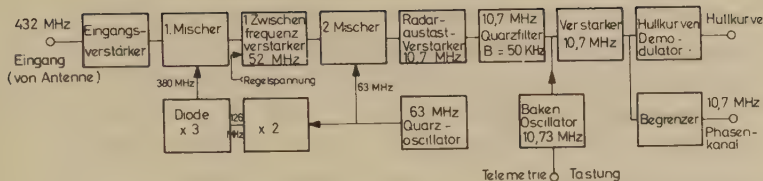
VI. Der AO - B - Transponder als realisiertes System

Zur praktischen Erprobung der FDMA in Verbindung mit dem hier entwickelten Konzept ist ein Transponder gebaut worden, der als eines der Hauptsysteme im AMSAT - OSCAR - B Satelliten (AO - B) in einem polaren Orbit von ca. 1500 km Höhe fliegen soll. Der Start war für Mitte 1972 vorgesehen. Durch Straffung der Haushaltsmittel der NASA stand jedoch 1972 keine geeignete Trägerraketenkapazität zur Verfügung, so daß der Start auf Ende 1973 verschoben werden mußte.

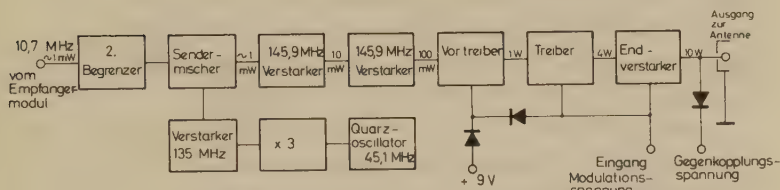
Gemäß der Zielsetzung des Satelliten wurden folgende technische Daten für den Transponder mit der AMSAT, Inc. vereinbart:

f_{in}	=	430 MHz
f_{out}	=	150 MHz
P_{out}	=	10 W
V_p	=	156 dB (Leistungsverstärkung)
B	=	50 KHz (Entsprechend 20 Einseitenband- telefoniekanälen)
U_B	=	+ 15 V
P_B	=	max 5 W av (Stromverbrauch im Mittel)

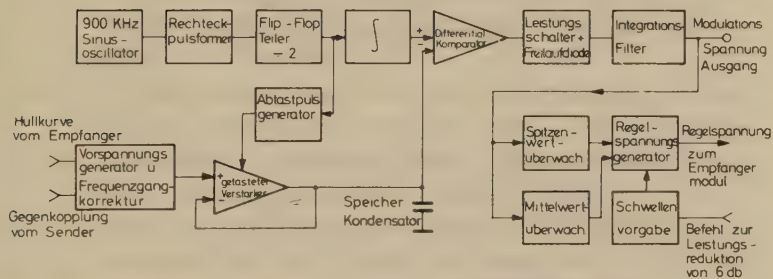
Das Gerät wurde in 3 Baugruppen unterteilt mit folgender Blockschaltung:



Empfängermodul Abb 29a



Sendermodul Abb 29b



Modulator Abb. 29c

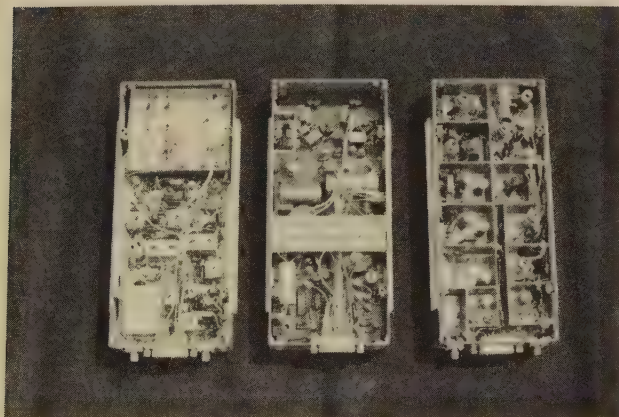


Abb. 3
Der fertige
Transponder.
von l. n. r.:
Empfänger
Modulator
Sender

Der Empfänger (1. Einheit) ist konventionell und soll daher nicht näher erläutert werden. Lediglich im Zwischenfrequenz-Kanal ist ein Impulsbegrenzer vorgesehen, der Störungen durch Bodenradar verhindern soll (6.).

Nach der letzten Zwischenfrequenzverstärkerstufe folgt die Signalspaltung. Die Hüllkurve wird durch einen Diodengleichrichter gewonnen, der Phasenanteil durch einen mehrstufigen Begrenzer.

In der zweiten Einheit wird der Phasenkanal zuerst durch einen Allpaß zur Verzögerung ($4 \mu s$) geleitet, um die größere Laufzeit des Signals im Amplitudenkanal auszugleichen.

Danach gelangt das Signal auf den Sendermischer, wo es auf die Endfrequenz umgesetzt wird. Das Signal wird dann in einem 5-stufigen Verstärker auf 10 W verstärkt (bei Vollaussteuerung). Die letzten drei Stufen des Senders werden durch das Hüllkurvensignal moduliert. Die drittletzte Stufe allerdings nur partiell.

Die Modulation eines Transistors ergibt nahezu eine $H^{1/2}$ - Charakteristik. Bei Modulation zweier Transistoren bekommt man daher $\sim H^{\epsilon}$, $\epsilon \approx 1$. Wegen des Abfalls der Stromverstärkung bei großen Strömen ist der Exponent jedoch etwas kleiner als 1, so daß man durch partielle Modulation einer dritten Stufe eine Linearitätsverbesserung erzielen kann.

Der Modulator und die Stromversorgung befinden sich in der dritten Einheit. Die Arbeitsweise dürfte aus dem Vorangegangenen klar sein.

Zur Verbesserung der Linearität ist eine Gegenkopplung um den Amplitudenkanal vorhanden (-8 dB).

Diese Gegenkopplung vermindert Modulations-nichtlinearitäten, da als Referenz der Amplitudenwert am Ausgang des Senders benutzt wird. Die Konstruktion des Modulatorausgangsfilters ist nicht ganz unproblematisch. Im Hinblick auf eine konstante Laufzeit über den Frequenzbereich des Filters wäre ein Filtertyp wünschenswert, dessen Laplace - Transformierte einem Bessel-polynom entspricht.

Ein solches Filter, das gleichzeitig auch noch die Kriterien des Kapitels V, Abb. 21 erfüllt, läßt sich aber nicht mit vertretbarem Aufwand bauen. Die Zahl der Längsinduktivitäten sollte auch so klein wie möglich sein, da der Gleichstromwiderstand dieser Spulen wirkungsgradvermindernd wirkt.

Weiterhin wird das Gesamtverhalten des Verstärkers durch die Gegenkopplung stark modifiziert, da die Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)\alpha(s)} \quad 11.$$

wird.

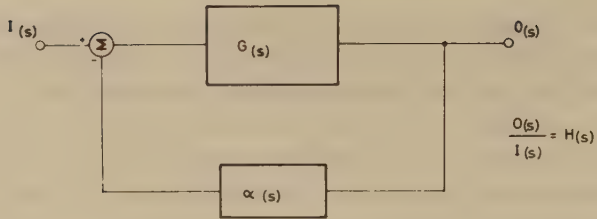


Abb. 31

$G(s)$ ist die Übertragungsfunktion ohne Gegenkopplung. Sie wird im wesentlichen durch das Modulatorausgangsfiler und die durch das Speicher- und Halteverfahren gegebenen Verzögerungen gebildet.

$$G(s) \approx F(s) \cdot e^{-\tau s} \quad \begin{array}{l} F(s) = \text{Filterfunktion} \\ \tau = \text{Laufzeit} \approx \frac{1}{2 f_{\text{cut off}}} \end{array}$$

Die Gegenkopplung zerstört also ohnehin ein eventuelles Besserverhalten des Filters. Aus diesem Grund wurde ein anderer Weg beschritten. Das Filter wurde unter dem Gesichtspunkt eines optimalen Frequenzganges bei minimalem Aufwand ausgewählt.

Es wird ein 5-poliges elliptisches Filter verwendet (siehe Schaltung Anhang B). Dieses Filter hat ein ähnliches Verhalten wie ein Filter vom Tschebyscheff-Typ, hat jedoch noch zusätzliche Dämpfungspole im Sperrbereich (7.).

Anschließend wurde im gegengekoppelten Verstärker

durch Einführung von geeigneten RC-Gliedern ($\sim(s)$) die Gesamtübertragungsfunktion $H(s)$ so modifiziert, daß sich angenähert ein Besserverhalten der Gesamtverstärkung ergab.

Dies entspricht auch der Forderung nach dem Tiefpassglied $B = 2.55$ (die Optimierung erfolgte experimentell unter Beobachtung des Impulsverhaltens).

An dem Gesamttransponder wurden folgende Meßwerte erzielt:

Meßwerte: $U_B = 13 \text{ V}$

Aussteuerung	P_{out}	Leistungs- aufnahme	η
0 dB	11,2 W	25,3 W	44%
-3 dB	5,6 W	13,2 W	42%
-6 dB	3 W	7,5 W	40%
-10 dB	1,2 W	3,6 W	33%

Intermodulation bei Zweisignaltest

45 kHz	3.Ordn.	-34 dB	} unter 11,2 W
	5.Ordn.	-40 dB	
2 kHz	3.Ordn.	-36 dB	}
	5.Ordn.	-41 dB	

Tab.1)

Diese Werte stellen eine Wirkungsgradverbesserung von etwa 1 : 4 gegenüber konventionellen Systemen bei gleichem Intermodulationsabstand dar.

Die erzielten Intermodulationswerte sind schlechter als die theoretisch vorhergesagten. Einerseits sind bei der Berechnung die Modulationsverzerrungen unberücksichtigt geblieben. Zum anderen konnte aus Platzgründen in dem Gerät nicht ganz die volle Gruppenlaufzeitkompensation erreicht werden. Beide Effekte sind experimentell trennbar, da der Laufzeitfehler vom Frequenzabstand des Zweitontests abhängig ist, nicht jedoch die Modulationsverzerrungen. Die Messungen ergaben eine 3 dB Verbesserung bei 2 KHz Frequenzabstand. Daraus folgt, daß beide Effekte zu etwa gleichen Teilen an dem etwas schlechterem als theoretischem Verhalten beteiligt sind.

VII. Erweiterungsmöglichkeiten und Grenzen des Verfahrens

Da der Wirkungsgrad in der Nähe des theoretischen Optimums liegt, sind zukünftige Verbesserungen hauptsächlich in folgenden 3 Punkten zu erreichen:

1. Erhöhung der Sendeleistung
2. Verbesserung des Intermodulationsabstandes
3. Erhöhung der Bandbreite.

Zu 1.

Einer Leistungserhöhung ist nur durch die Technologie der Ausgangstristoren eine Grenze gesetzt. Die heute erzielbaren Leistungen (einige 100 Watt im VHF - Bereich und einige 10 Watt im UHF - Bereich) dürften für die meisten denkbaren Anwendungen dieses Konzepts ausreichend sein. Die Modulatoren stellen an die Transistoren vergleichsweise geringe Anforderungen. Die Ausgangsleistung kann sich daher nach den Betriebsbedürfnissen und der vom Stromversorgungssystem des Satelliten erhältlichen Leistung richten.

Zu 2.

Der experimentell erzielte Intermodulationsabstand liegt in der Größenordnung konventioneller Linearverstärker. Bei optimaler Parameterwahl gemäß Kapitel IV ist die Gesamtlinearität durch die Modulationslinearität gegeben. An dieser Stelle sind jedoch die üblichen Verfahren zur Linearisierung, hauptsächlich hoch- und niederfrequente Gegenkopplungen, anwendbar. Nur bei extrem hohen Linearitätsforderungen (40 - 50 dB Intermodulationsabstand) werden die Grenzen des Zerlegungsverfahrens selbst spürbar. Ein gewisser Nachteil des Verfahrens ist darin zu

sehen, daß das Verzerrungsspektrum bei Verzerrungen höherer Ordnungen langsamer abfällt als bei konventionellen Linearverstärkern. Wegen der absolut hohen Unterdrückung dieser Produkte dürfte jedoch dieser Effekt nur in Ausnahmefällen störend sein (z. B. in unmittelbarer Frequenznähe zum Sender auch noch ein Empfänger im Satellit).

Zu 3.

Die üblichen HF - Leistungsverstärker sind von Natur aus einige MHz breit. Eine Bandbreitenbeschränkung kommt in erster Linie durch den Modulator zustande. Der heutige Stand der Technik läßt mit dem in Kapitel Vb beschriebenen Maßnahmen zu, Bandbreiten von einigen 100 KHz zu realisieren. Dies scheint für die Anwendungen, für die Lineartransponder sinnvoll sind, meist ausreichend zu sein. Strebt man jedoch extrem große Bandbreiten an (einige MHz), so nehmen die technischen Schwierigkeiten sehr schnell zu. Im nächsten Kapitel werden daher noch einige Vorschläge zur Bandbreitenerhöhung gemacht.

VIII. Alternativen zur Signalsynthese

Während die in den vorigen Abschnitten besprochenen Verfahren in erster Linie auf das Nahziel ausgerichtet waren, einen 50 KHz breiten Transponder mit hohem Wirkungsgrad zu bauen, sollen in diesem Abschnitt einige Ideen diskutiert werden, die eine noch höhere Bandbreite zu realisieren gestatten.

Eine Bandbreitenbeschränkung kommt in erster Linie durch die Modulatorbandbreite und in zweiter Linie durch die Bandbreite des Verstärkers des Phasenkanals zustande.

1. Modulationsalternativen:

- a. Aus der Rundfunksendertechnik ist ein Verfahren bekannt, das eine Modulation mit hohem Wirkungsgrad gestattet, allerdings um den Preis einer komplizierten Einstellung und eines doppelten Senderaufwands (8).

Man verstärkt das Signal in zwei Wegen. Der eine Kanal erhält das Signal zur Sollphase voreilend, der andere nacheilend. Nach der Addition beider Komponenten erhält man eine Amplitude, die von der relativen Phasenlage der beiden Anteile abhängt.

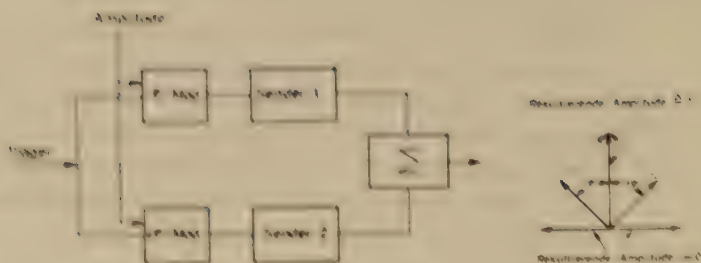


Abb. 11

Der Wirkungsgrad dieses Verfahrens ist prinzipiell schlechter als der normaler Klasse C-Verstärker. Wegen der Verluste im Modulator kann der Gesamtwirkungsgrad (Modulator + Sender) jedoch an den der Füllbreitenmodulation heranreichen.

Die Bandbreite dieses Verfahrens ist durch die Bandbreite der Hochfrequenzkreise des Senders und die der Phasenmodulatoren gegeben. Beide lassen sich im Prinzip sehr groß machen. Das Verfahren hat somit keine prinzipielle obere Modulationsgrenzfrequenz und stellt daher eine gute Basis für ausgesprochene Breitbandsysteme dar.

- b. Eine weitere Modulationsmöglichkeit, die im Laufe dieser Arbeit gefunden wurde, erfordert überhaupt keine Amplitudenvariation im eigentlichen Sinne.

Ein phasenmoduliertes Signal hat eine Seitenbandstruktur, die in Abhängigkeit vom Phasenhub durch Besselfunktionen beschrieben wird.

Führt man einen Hilfsträger ein, dessen Frequenz groß gegenüber der Durchlaßbandbreite des Transponders ist, kann man das Seitenband nullter Ordnung als Sollfrequenz auffassen, dessen Amplitude sich durch den Hub der Hilfsfrequenz bis etwa 90 % linear variieren läßt.

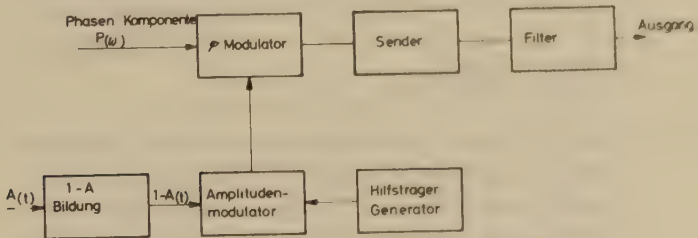


Abb. 33

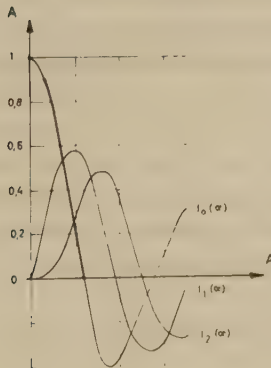


Abb. 34

Die durch den Hilfsträger gegebenen Seitenbänder müssen natürlich durch ein entsprechendes Filter am Senderausgang entfernt werden.

Der Wirkungsgrad dieses Verfahrens ist nicht so gut wie bei den vorhergehenden, da ja kontinuierlich HF erzeugt wird. Andererseits können auf diese Weise auch HF - Quellen "amplitudenmoduliert" werden, die sonst nicht modulierbar sind (Magnetrons, Halbleiterschwinger). Ein Weg dazu wird im Abschnitt 3 dieses Kapitels aufgezeigt.

2. Afine Abbildung

Man kann eventuell auch ganz ohne Spaltung des Signals in Amplituden und Phasenkanal auskommen. Voraussetzung für einen guten Wirkungsgrad ist ja nur die Absenkung der Betriebsspannung bei Teilaussteuerung. Wenn der Strom bei konstantem Stromflußwinkel auch mit der Aussteuerung proportional abnimmt, ist das System wieder linear. Mit Röhren ist diese Forderung relativ leicht zu erfüllen, indem man alle Betriebsspannungen proportional zur Aussteuerung macht (13).

Mit Transistoren stößt dieses Konzept auf einige Schwierigkeiten bei der Konstanthaltung des Stromflußwinkels. Verschiedene Lösungsansätze existieren bereits, die demnächst

veröffentlicht werden sollen.

Der ganze Verstärker wird somit in einer affinen Abbildung aussteuerungsabhängig "aufgebläht." Hauptnachteil des Verfahrens ist, daß die Hüllkurve erst am Endverstärker abgegriffen wird. Dadurch ist eine Laufzeitverzögerung des Phasenkanals nicht möglich. Dies läßt trotz der guten Erfolge des Verfahrens bei Einseitenbandsendern die Anwendung in Satelliten fragwürdig erscheinen.

3. Der Phasenkanal

Bei den Transpondern wird üblicherweise zur Erzielung der Selektion das Basisband auf eine Zwischenfrequenz im Bereich von einigen 10 MHz umgesetzt. Da bei diesen tiefen Frequenzen die Erzielung einer ausreichenden Bandbreite nach der Begrenzung nicht ganz einfach ist, sind einige Versuche zur Vermeidung dieses Problems durchgeführt worden.

- a. Besonders kritisch sind die Mischer, die die Zwischenfrequenz auf die Endfrequenz umsetzen sollen. Einerseits strebt man dort eine hohe Bandbreite an, andererseits erkaufte man sich dadurch, daß Nebenmischprodukte in den Senderkanal gelangen.

Als elegante Alternative hat sich gezeigt, daß man den Mischer durch einen Oszillator ersetzen kann, der in einem "Phase locked loop" auf die Sollfrequenz synchronisiert

wird. Störende Mischprodukte können so nicht in den Sendekanal gelangen.

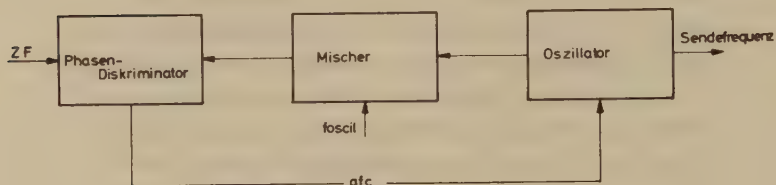


Abb. 35

- b. Eine weitere Möglichkeit ergibt sich durch partielle Demodulation des Phasenkanals (Abb. 36).

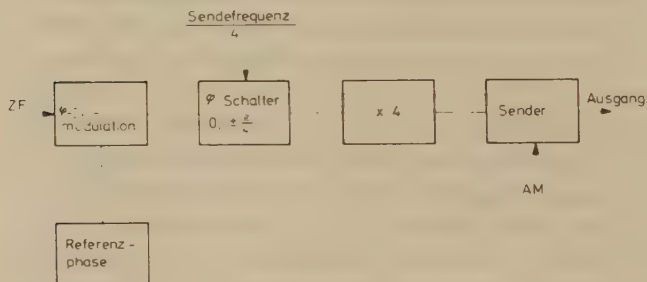


Abb 36

Die Zwischenfrequenz wird in einen Rechteckschwingungszug umgeformt und mit einer

festen Referenzfrequenz verglichen. Der so entstehende Schwingungszug auf der doppelten Zwischenfrequenz enthält die absolute Phase als Pulsbreiteninformation. Durch Schalten der Senderphase mit diesem Signal erhält man eine Modulation der Senderphase und zusätzliche Seitenbänder mit der doppelten Zwischenfrequenz. Diese Komponenten sind jedoch relativ leicht mit Filtern zu entfernen.

Die Demodulation erzeugt bei 180° einen Sprung. Die Modulation erzeugt jedoch nur 45° Hub. Daher ist es nötig, die Sendefrequenz zu vervierfachen, um die ursprüngliche Phasenrelation wieder herzustellen.

Sender mit Vervielfachern sind aber wegen des hohen Gesamtwirkungsgrades sehr wünschenswert.

Ein mit diesem Verfahren und mit zwei Modulationskanälen arbeitender 200 KHz breiter Transponder war für den Syncart Anteil des ATS - G vorgesehen (9.).

Anhang A

Berechnung der Verzerrungsprodukte im Zweittonfall

1. Das Spektrum des Amplitudenkanals

Das Spektrum des Amplitudenkanals folgt aus der Definition des Zweitonsignals mit ω_1, ω_2 zu:

$$H(t) = \frac{1}{2} + \frac{\cos(\omega_1 - \omega_2)t}{2^2 - 1} - \frac{\cos 2(\omega_1 - \omega_2)t}{4^2 - 1} + \frac{\cos 3(\omega_1 - \omega_2)t}{6^2 - 1} - + \dots$$

1.

Führt man zur Kennzeichnung der verschiedenen Spektralanteile eine Laufzahl k ein, so sind die Komponenten in Polarkoordinaten

$$A_k = : \begin{cases} r = \frac{1}{k^2 - 1} \\ \psi = \underbrace{4\pi \left[\ln \left[\frac{k+2}{2} \right] - \frac{k+1}{2} \right]}_{\text{ungerade - Eliminator}} \underbrace{\left[\frac{k}{4} - \ln \left[\frac{k}{4} \right] - \frac{1}{4} \right]}_{\text{Vorzeichen}} \end{cases}$$

A 1

Nur die geraden k sind Beiträge liefern [$k=0, 2, 4, \dots$]

Die Phase ist dabei auf die Phase der Differenzfrequenz $\omega_2 - \omega_1$ bezogen, zum Zeitpunkt $t = 0$ haben alle Spektralanteile gemäß 1. entweder die Phase $\psi = \frac{\pi}{2}$ oder $\psi = -\frac{\pi}{2}$. Infolgedessen genügt

zur Darstellung die Y-Komponente des Vektors alleine (diese Darstellung wurde in Hinblick auf die maschinelle Auswertung gewählt, natürlich ist unter der Y-Richtung die imaginäre Achse des komplexen Zeigers zu verstehen).

$$Y_{ak} = \frac{8}{k^2-1} \left[\ln \left[\frac{k+1}{2} \right] - \frac{k+1}{2} \right] \left[\frac{k}{4} - \ln \frac{k}{4} - \frac{1}{4} \right]$$

$$X_{ak} = 0$$

A 2

2. Das Spektrum des Phasenkanals

Das Spektrum des Phasenkanals hat die Gestalt:

$$P(t) \triangleq \cos \left(\omega_p \pm \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} \right) t - \frac{1}{3} \cos \left(\omega_p \pm \frac{3(\omega_2 - \omega_1)}{2} \right) t \\ + \frac{1}{5} \cos \left(\omega_p \pm \frac{5(\omega_2 - \omega_1)}{2} \right) t - \dots$$

A 3

$$\text{mit } \omega_p = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2}$$

Analog zum Amplitudenkanal haben wieder alle Komponenten nur Phasen von $\psi = \frac{\pi}{2}$ oder $\psi = -\frac{\pi}{2}$. Führt man eine Laufzahl n ein mit $n = -\dots, -5, -3, -1, +1, +3, \dots$, so ergibt sich für die Spektralanteile in rechtwinkligen Koordinaten:

$$Y_{pn} = \frac{8}{|n|} \left[\ln \left[\frac{n+1}{2} \right] - \frac{n}{2} \right] \cdot \left[\frac{|n|+1}{4} - \ln \frac{|n|+1}{4} - \frac{1}{4} \right]$$

$$X_{pn} = 0$$

A 4

Der Laufzeitoperator

Die Gruppenlaufzeit ist definiert als $\ell = \frac{d\varphi}{d\omega}$.
Da die Laufzeit als konstant angenommen wird,
ergibt sich:

$$\begin{aligned} \varphi_p &= \ell (\omega_p - \omega_1) & \omega_p &= \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} n + \omega_1 \\ \varphi_A &= \ell \omega_A & \text{mit} & \omega_A = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} k \end{aligned}$$

$$\text{Feiner: } \omega_2 - \omega_1 = 2\pi B$$

$$[\ell = \text{absolute Laufzeit}]$$

A 5

Die Winkel ergeben sich somit als:

$$\varphi_p = \ell \cdot B \cdot \bar{u} \cdot n$$

$$\varphi_A = \ell \cdot B \cdot \bar{u} \cdot k$$

A 6

Mit $\ell \cdot B = : L$ (normierte Laufzeit):

$$\varphi_p = L \cdot \bar{u} \cdot n$$

$$\varphi_A = L \cdot \bar{u} \cdot k$$

$$\Gamma = 1$$

A 7

Entsprechend den Regeln der Multiplikation komplexer Zahlen sind diese Winkel zu den Winkeln der Spektralanteile in Polarkoordinaten hinzuzuzählen, um den Laufzeiteinfluß zu simulieren; r bleibt naturgemäß unbeeinflußt.

Abrupte Frequenzbandbeschränkung

In der Rechnung gibt man eine Grenze für $|n|$ oder $|k|$ vor, oberhalb der die entsprechenden Anteile gleich Null gesetzt werden.

Graduelle Beschränkungen

Man konstruiert Operatoren analog zu dem Laufzeitoperator. Naturgemäß wird bei diesen Operatoren nicht nur φ , sondern auch r verändert. Am Beispiel des einfachen Tiefpasses soll das Vorgehen erläutert werden.

Beim Tiefpass gilt für

$$\frac{r'}{r} = \left[\frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2} \right]^{1/2}, \quad \varphi' - \varphi = \arctan \frac{\omega}{\omega_g}$$

A 8

Führt man wieder die Bandbreite B und die Laufzahl k ein, so gilt:

$$\text{mit } \omega = \frac{4\pi B}{k} \quad \omega_g = 2\pi B$$

$$\frac{r'}{r} = \left[\frac{1}{1 + \frac{4}{\omega^2 k^2}} \right]^{1/2}, \quad \varphi' - \varphi = \arctan \frac{2}{\omega k}$$

A 9

Die gestrichenen Spektralkomponenten sind die Komponenten nach Anwendung des Operators.

Die Verzerrungsprodukte

Die durch die Operatoren modifizierten Spektralkomponenten werden durch den Modulationsprozess einzeln miteinander multipliziert. Ein Produkt der Ordnung ℓ kommt durch die Summe aller Produkte mit $n + k = \ell$ zustande.

$X_\ell =$ Produkt der Ordn. ℓ

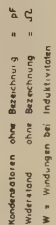
$$X_\ell = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P'_n \cdot A'_{k=\ell-n} \quad P_n, A_k = \text{komplexe Zahlen} \quad \text{A 10}$$

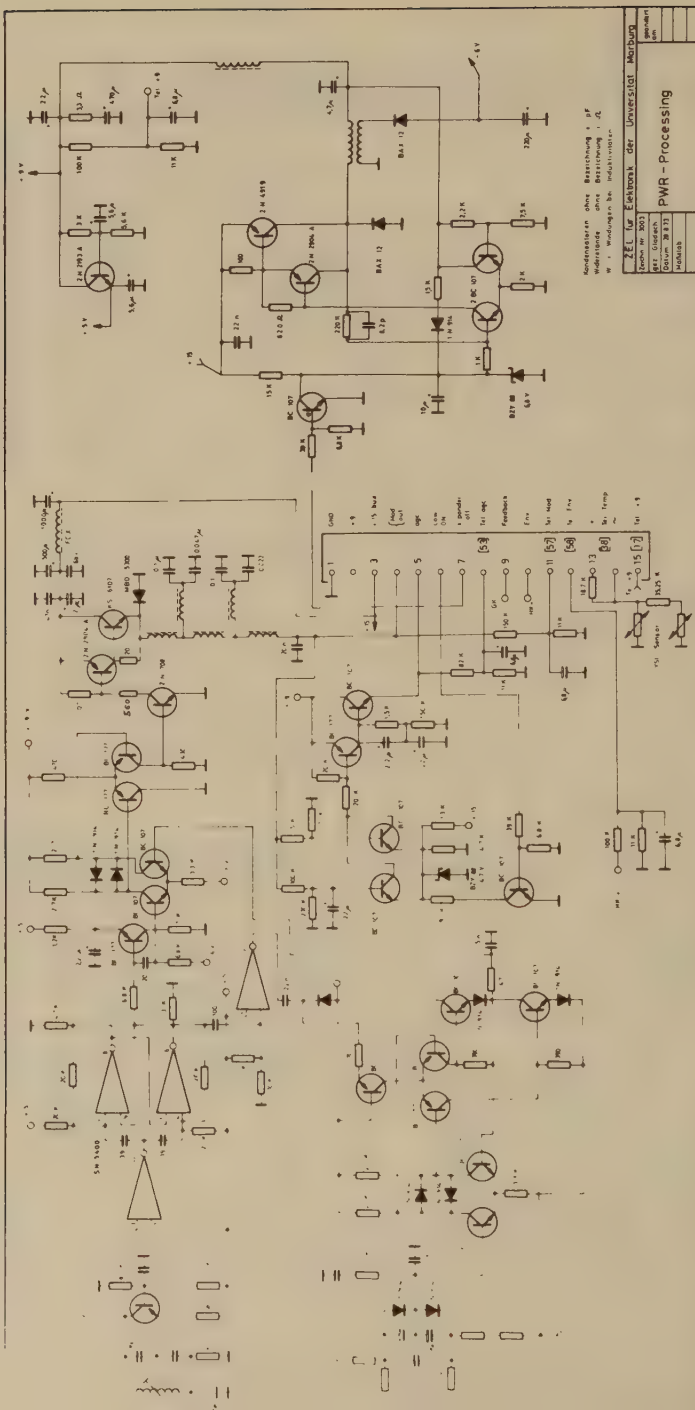
Soweit durch abrupte Bandbreitenbeschränkungen nichts anderes gefordert wird, genügt es, n von -15 bis +15 laufen zu lassen. Das gesamte Verzerrungsspektrum ergibt sich somit zu:

$$X(\ell) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} P'_n \cdot A'_{k=\ell-n} \quad \text{A 11}$$

Da in der obigen Rechnung k von -15 bis +15 läuft, werden die k -Terme mit k ungleich 0 doppelt gezählt. Da der Term mit $k = 0$ jedoch bei der Modulation die doppelte Amplitude haben muß, ist dies erwünscht. Zur Ausführung der Berechnungen wurde für den Rechner HP 9100 B ein Programm entwickelt.

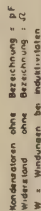
Die relevanten Ergebnisse finden sich in Kapitel IV.





Kondensatoren	ohne	Bezeichnung : μF
Widerstände	ohne	Bezeichnung : Ω
W = Widerstand, Bezeichnung:		

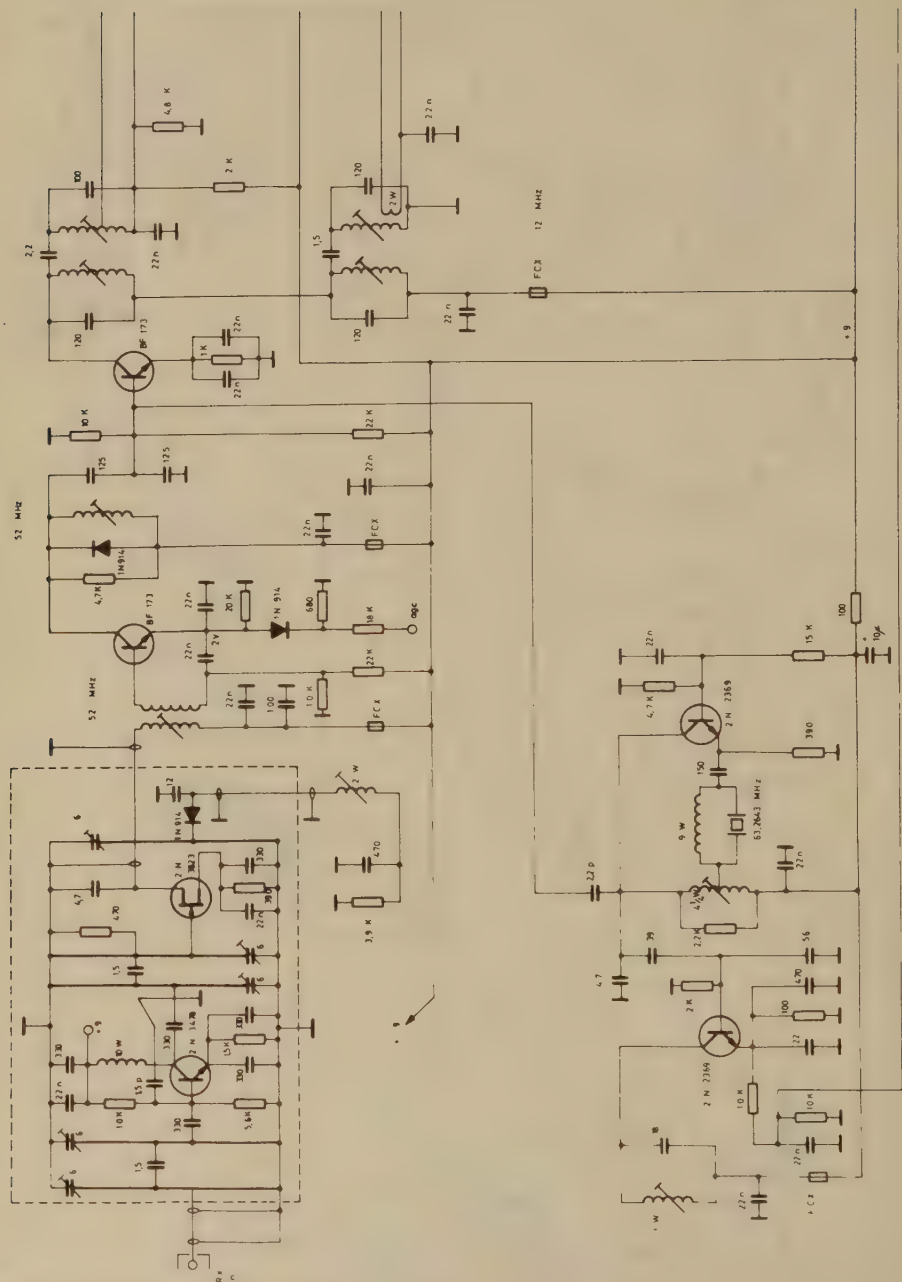
ZfL für Elektronik der Universität Marburg	geändert am
Zentrum Nr. 3003	
Grütl. Gliedersch.	
Datum 28.12	
Merkmal	
PWR - Processing	



Zachn. nr 3001	ZfL für Elektronik der Universität Marburg	geändert
H - Transponder		

H - Transponder
flight - unit

✕
R



L I T E R A T U R

1. MARSTEN, R.: Communications Satellite Systems Technologie, Academic Press, New York and London, 1966, p.p. 667
2. TELEFUNKEN LABORBUCH; Band 1, Franzis Verlag, München 1965, p.p. 247
3. KAHN, L. R.: Single-Sideband Transmission by Envelope-Elimination and Restauration. Proc. I.R.E. Vol. 40 (July 1952), p.p. 803
4. KAHN, L. R.: Comparison of Linear Single-Sideband Transmitters with Envelope Elimination and Restauration Single Sideband Transmitters. Proc. I.R. E. Vol. 44 (December 1956) p.p. 1706
5. MEINKE, H., und GUNDLACH, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenz-technik, Springer - Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1962, p. p. 1321
6. MEINZER, K., Radar Blanking for the AO-B-Transponder, zur Veröffentlichung im AMSAT Newsletter, Washington DC. vorgesehen.

7. SAAL, R. : The Design of Filters Using
 the Catalog of Normalized
 Lowpass Filters, Telefunken
 GmbH, 1966
8. CHIREIX, H.: High Power Outphasing Modulation,
 Proc. I. R. E., Vol. 23
 (November 1935) p. p. 1370
9. KLEIN, P., KING, J., KINAL, G., MEINZER, K.,
 Technical Proposal: SYNCART
 Small Terminal Multiple Access
 User-Experiment for the ATS-G
 Application Technologie Satellite,
 AMSAT, Washington, Submitted to
 NASA, July 1971
10. SULLIVAN, D.P., Future Trends in Military
 Communication Satellite Repeaters
 IEEE Transactions on Aerospace
 and Electronic Systems, Vol.
 AES-6, No. 2, March 1970, p. p. 129
11. INSTRUCTION MANUAL of the VP - 100 transmitter,
 Gates Radio Corp., Quincy, Ill.
 U.S.A.
12. GSCHWIND, R.: A Transmitter for 28 MHz with
 a Class D Modulator, Radio
 Communication, October 1971,
 p. p. 676
13. MEINZER, K.: A Frequency Multiplication Technique
 for VHF and UHF SSB, QST Vol. 54
 (October 1970), p. p. 32

14. CAHN, C. R.: Crosstalk due to Finite Limiting
of Frequency - Multiplexed
Signals,
Proc. I.E.E.E. Januar 1960,
p. p. 53

Danksagung

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. H. Wolter, ohne dessen Ermutigung und Unterstützung diese Arbeit nicht zustande gekommen wäre.

Weiterhin gilt mein Dank Herrn Dr. P. Klein von der COMSAT und Herrn J. King vom Goddard Space Flight Center der NASA, die die Flugprobung des Systems ermöglichen.

Das Zentrale Entwicklungslabor für Elektronik der Universität Marburg a. d. Lahn hat außerdem die Arbeit großzügig unterstützt. Mein Dank gilt insbesondere Herrn W. Haas für den sorgfältigen Aufbau des Transponders.

Lebenslauf

Am 16. 10. 1940 wurde ich in Iserlohn dem Fabrikanten Karl Meinzer und seiner Frau Hildegard geboren. Von Ostern 1946 bis Ostern 1950 besuchte ich die Volksschule in Iserlohn. Danach wechselte ich auf das neusprachliche Gymnasium Garenfeld über, das ich bis zur Obersekundareife besuchte (bis Ostern 1956).

Anschließend besuchte ich bis zur Unterprima die Wirtschaftsoberschule in Hagen. Da ich mich inzwischen entschlossen hatte, Physik zu studieren, was mit dem Wirtschaftsabitur nicht möglich gewesen wäre, wechselte ich auf das mathematisch- naturwissenschaftliche Gymnasium in Hilden über. Dort legte ich im März 1961 meine Abiturprüfung ab. Anschließend begann ich mein Physikstudium in Münster.

Zum Wintersemester 1965 wurde ich in Marburg immatrikuliert.

Anfang 1966 legte ich meine Vordiplomprüfung ab. Im Sommer 1971 erhielt ich mein Diplom im Institut für Theoretische Physik V in Marburg. Gegenstand der Arbeit war die Untersuchung von Transportkoeffizienten an Phasenübergängen.

Seit Juli 1971 arbeite ich im Zentralen Entwicklungslabor für Elektronik der Universität Marburg. Mein Aufgabenbereich umfaßt dort die Projektplanung und Leitung solcher Forschungsvorhaben, die sich elektronischer Mittel bedienen.

In diesem Institut entstand auch die vorliegende Dissertation.

